

делирования всех трех типов узлов, предусмотренных стандартом Zigbee:

- PAN coordinator;
- PAN router;
- PAN end device.

В качестве микроконтроллерной системы для управления работой стенда был использован программно-отладочный стенд AVR Microlab версии СИЭС-1. Пример физической модели узла БСС приведен на рис. 5.

**Выводы:** Физическое моделирование является одним из важнейших этапов при проектировании БСС. Оно позволяет оценить важнейшие физические параметры разрабатываемой сети, такие как ЭМС, помехоустойчивость БСС, а также энергопотребление узлами сети.

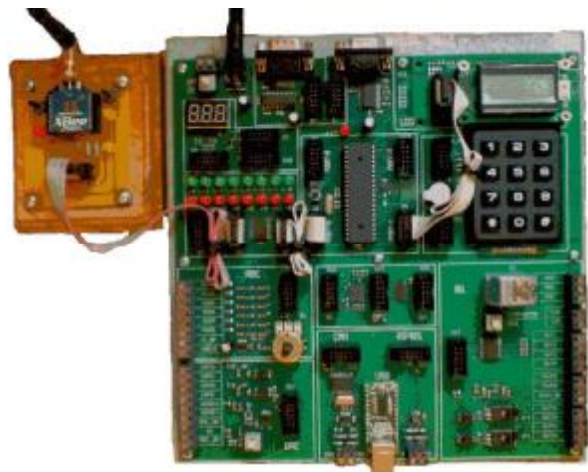


Рисунок 5 – Пример модели узла БСС на базе стендов XBee Microlab и AVR Microlab СИЭС-1

В отличие от существующих способов, предложенный способ физического моделирования БСС позволяет оценить реальное энергопотребление узлов, а также точно измерить физические характеристики беспроводного канала и сети в целом за счет исключения дополнительной избыточности при обмене данными с ПК, с учетом реальной специфики функционирования МС. Предложенный метод реализован в стенде XBee Microlab, который может быть применен для широкого спектра задач, решаемых в ходе физического моделирования. Эффективность предложенного способа и работоспособность стенда подтверждены серийей экспериментов по созданию разнообразных физических моделей БСС.

**Список литературы:** 1. Баскаков С. Стандарт ZigBee и платформа MeshLogic: эффективность маршрутизации в режиме многие к одному // Журнал «Первая миля». – № 2-3. – 2008. 2. К. Martinez,

J.K. Hart, R. Ong. Environmental Sensor Networks // Computer. – № 37(8). – 2004. – С. 50-56. 3. S. M. Brennan, A.M. Mielke, D.C. Torney, A.B. Maccabe. Radiation Detection with Distributed Sensor Networks // Computer. – № 37(8). – 2004. – С. 57-59. 4. M. Maroti, G. Simon, A. Ledeczi, J. Szitapanovits. Shooter Localization in Urban Terrain // Computer. – № 37(8). – 2004. – С. 60-61. 5. Дорошенко А.Е., Жереб К.А., Шевченко П.С. О моделировании сенсорных сетей средствами высокого уровня // доклад: УкрПРОГ, 23-25 мая 2006 р., г. Киев, Украина. 6. ANSI IEEE Std 802.15.4™-2006 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2003) IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – local and metropolitan area networks – Specific requirements. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANS). 7. Latest Zigbee specification including the pro feature set [Электронный ресурс] <http://www.zigbee.org/ZigBeeSpecificationDownloadRequest/tabid/311/Default.aspx>. 8. RF-модули XBee™ Series 2 OEM. Техническое руководство.

Поступила в редакцию 09.10.2009

УДК 004.045:621.396.967.2

О.О. ТЮРИН, аспирант, НТУ «ХПИ»

## ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ СИСТЕМ СИГНАЛІВ СИСТЕМ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ОБ'ЄКТІВ НА БАЗІ ФАЗОВОЇ ТА ЧАСТОТНОЇ МАНІПУЛЯЦІЇ

Приводиться порівняльний аналіз систем сигналів, які реалізуються на базі псевдохаотичних послідовностей при використанні фазової та частотної маніпуляцій. Показано, що завдяки значно меншій бічній повноті функції невизначеності сигналів з фазовою маніпуляцією їх краще використовувати в системах ідентифікації повітряних об'єктів, для підвищення, як перешкодостійкості, так і енергетичної секретності.

A signals systems comparative analysis over, which will be realized on the base of pseudo-random sequences at the use of phase and frequency manipulations is brought. It is shown that due to the considerably less lateral petals signals vagueness function with phase manipulation it is better to use them in the systems of air objects authentication, for an increase, both noise-immunity and power secrecy.

**Постановка проблеми.** Розширення можливостей використання повітряного простору держави для польотів повітряних об'єктів неможливо без суттєвого підвищення ступеню технічної оснащеності сучасних засобами повітряного та наземного зв'язку, спостереження, навігації та автоматизації управління повітряним рухом, яка відповідає вимогам ІКАО. Все це указує на потребу підвищення надійності інформаційного забезпечення користувачів системи контролю використання повітряного простору. Вирішення поставлених задач неможливо без застосування інформаційних технологій в процес отримання, збору, обробки, зберігання та розповсюдження аеронавігаційних даних, які забезпечать аеронавігаційні системи та користувачів повітряного простору держави аеронавігаційною інформацією потрібної якості. Дійсно, використання інформаційних технологій дозволить підвищити рівень інформаційного забезпечення, що дозволить забезпечити безпечність польотів, підвищення економічності та регулярності польотів цивільної та воєнної авіації у районі аеродрому, на повітряних трасах та у позатрасовому повітряному просторі за рахунок автоматизації процесів текучого планування, отримання, збору, обробки та от обра-

ження інформації от різнорідних систем спостереження та метеоінформації.

Системи спостереження повинні забезпечити користувачів інформацією про координати та ідентифікацію повітряних об'єктів. Перша задача інформаційного забезпечення досить повно розглянута та реалізована на практиці, тим більш, що перехід до автоматичного залежного спостереження суттєвим чином підвищує вирішення інформаційного забезпечення користувачів. Друга задача вирішується за рахунок інформації систем ідентифікації і цій задачі інформаційного забезпечення користувачів системи контролю використання повітряного простору, на жаль, приділяється не зовсім потрібна увага.

Дійсно, принцип побудови, принцип обслуговування сигналів запиту та сигнали, які використовуються у існуючих системах ідентифікації (СІ) повітряних об'єктів (ПО) визначили відсутність як завадостійкості, та і енергетичний прихованості подібних систем [1,2]. Ця обставина значно зменшує надійність інформаційного забезпечення користувачів при наявності навмисних та ненавмисних внутрісистемних завад.

**Аналіз літератури.** У [3] показано, що методами спадкоємного переходу до завадозахищених СІ є реалізація беззапитних та адресних систем, у якості адреси яких використовуються площинні координати відповідача СІ. При цьому у СІ створюється система сигналів, кожний сигнал котрої визначається площинними координатами ПО. Завдяки спадкоємному переходу до адресних СІ вилучається можливість зацікавленої сторони несанкціоновано використовувати літакові відповідачі і, як наслідок, суттєвим чином збільшувати завадостійкість систем ідентифікації, що розглядаються. Ця обставина потребує розгляду систем сигналів (СС), які можуть бути використані у системах, які розглядаються. Таким чином, значне розширення класів задач, що вирішуються інформаційними системами, потрібність у застосуванні багатоадресних систем спостереження потребують використання СС. У багаточисельній технічній літературі показано, що з багатьох точок зору СС можуть бути отримані з використанням частотної та фазової маніпуляції [4 – 7].

З іншого боку, для приховування структури інформації, що закладається у сигнали СІ необхідно використовувати СС, структура яких не повторюється. Серед ФМ сигналів найбільше розповсюдження знайшли сигнали отримані шляхом маніпуляції фази за бінарною псевдовипадковою послідовністю [3-5]. У великій сукупності можливих послідовностей модуляції фази виділяють клас кодів, які забезпечують мінімальний рівень бокових залишків часо-частотної функції невизначеності (ФН). Цій вимозі задовольняють М-послідовності. У літературі показано, що такі сигнали можливість формування великої кількості ортогональних сигналів практично будь-якої тривалості та бази [4]. Серед інших сигналів, що можуть викликати зацікавленість, є сигнали, які отримують шляхом маніпуляції частоти за законом деякої числової (багаторівневої) псевдохаотичної послідовності при незмінних амплітуді та величині квантування за частотою та часом. Такі сигнали часто називають частотноманіпульованими

сигналами (ЧМС) [6].

Проведемо порівняльний аналіз систем сигналів утворених на основі вказаних вище сигналів.

**Мета статті.** Обґрунтування вибору систем сигналів для використання у завадозахищених системах ідентифікації.

**Основна частина.** Обґрунтування вибору СС проведено на прикладі сигналу, тривалість якого складає  $\tau_i = 1, \dots, 2$  мс, а ширина спектра  $\Pi = 8$  МГц.

ЧМС являє сукупність зімкнутих між собою радіоімпульсів, який з урахуванням псевдохаотичного закону модуляції описується виразом

$$u(t) = U_0 \sum_{i=1}^L [1(t-t_{i-1}) - 1(t-t_i)] \cos \left[ 2\pi f_0 t + \varphi_0 + \sum_{k=1}^{i-1} N_k \Delta f_0 \tau_0 + N_i \Delta f_0 (t-t_{i-1}) \right], \quad (1)$$

де  $U_0$ ,  $f_0$ ,  $\varphi_0$  – амплітуда, несуча частота, початкова фаза сигналу;  $\tau_0$  – тривалість парціального імпульсу (крок квантування у часі);  $\Delta f_0$  – крок квантування за частотою;  $N_k \Delta f$  – рівні квантування за частотою;  $1(t-t_{i-1})$  – одинична функція;  $t_i = i\tau_0$  – моменти переключення частоти.

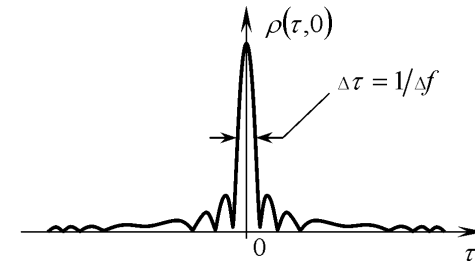


Рисунок 1 – Перетин ФН ЧМС

Спектр сигналу практично не відрізняється від спектра лінійно-частотно-модульованого сигналу і визначається співвідношенням  $\Pi \approx L \Delta f_0$ .

З виразу (1) визначається комплексна амплітуда сигналу, часовий запис якої має вигляд

$$\mathcal{U}(t) = U_0 \sum_{i=1}^L [1(t-t_{i-1}) - 1(t-t_i)] \exp \left[ j \Delta f_0 \left\{ \sum_{k=1}^{i-1} N_k \tau_0 + N_i (t-t_{i-1}) \right\} \right]. \quad (2)$$

Нормована часо-частотна функція невизначеності (ФН) визначається виразом

$$\rho(\tau, F) = \frac{1}{2E} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{U}(s) \mathcal{U}^*(s-\tau) e^{j2\pi F s} ds \right|, \quad (3)$$

де  $E$  – енергія сигналу. Кінцевий вираз (3) з урахуванням (2) наведено у [5].

Як вказано у [6] у ході аналізу основних перетинів ФН ( $\rho(\tau, 0)$ ,  $\rho(0, F)$ ) при малих значеннях часової невизначеності  $\tau$  вигляд  $\rho(\tau, 0)$  визначається функцією

$$\rho(\tau, 0) = \left| \frac{\sin[L\pi\Delta f_0\tau]}{L\pi\Delta f_0\tau} \right|, \quad (4)$$

яка швидко затухає зі збільшенням  $\tau$ . Вертикальний перетин ФН ЧМС  $\rho(\tau, 0)$  наведений на рис. 1. ФН має гострий пік, ширина якого у площині  $F = 0$  на рівні 0,64 складає  $\Delta\tau = 1/\Delta f$ . Кількість парціальних імпульсів ЧМ сигналу (розрядність коду) визначається за умови  $L = \Pi/\Delta f_0$ .

При застосуванні  $L$  – розрядного коду на виході пристрою узгодженої обробки забезпечується часове стиснення вхідного сигналу у  $L^2$  разів. Такі сигнали дозволяють обирати розрядність коду в залежності від вимог до часового розділення сигналів та об'єму інформації, яку необхідно передати сигналом.  $L$ -розрядне квантування сигналу за частотою дає можливість отримати велику кількість кодових послідовностей. Цім забезпечується висока інформативність та завадозахищеність інформаційних систем. У той же час на основі аналізу властивостей часо-частотних ФН [6] та виразу (4) до недоліків застосування ЧМ сигналів можна віднести: достатньо великий рівень бокових залишків, який для функції (4) складає приблизно 20 % і не залежать від вигляду та тривалості кодової послідовності; при узгодженій обробці сигналу необхідно передбачити окремі частотні канали для кожного з парціальних імпульсів, кількість яких складає  $L$ , а також швидкодіючий електронний комутатор для підключення цих каналів у відповідності до використаного коду модуляції. Збільшення розрядності коду модуляції приводить до збільшення кількості частотних каналів. Сказане вище суттєво позначається на можливості технічної реалізації пристроїв формування та обробки сигналів маніпульованих за частотою псевдохаотичною дискретною послідовністю.

При використанні ФМ сигналів для зазначених вище тривалості та ширини спектра сигналів їх база складає  $n = 8000 \dots 16000$ . Період бінарної ( $p = 2$ ) кодової послідовності  $l$  визначається кількістю комбінацій цифр на  $m$  позиціях і складає

$$l = p^m - 1 = 2^m - 1. \quad (5)$$

Для  $m = 13$  максимальний період кодової послідовності складає  $l = 8191$ . Саме сигнал, модульований такою послідовністю і проаналізуємо у подальшому.

Серед усієї сукупності можливих варіантів кодових послідовностей ФМ сигналів виділяють клас М-послідовностей, для яких забезпечується мінімальний рівень бокових залишків [3]. Оскільки значення обраного періоду  $l$  є простим числом, то кількість варіантів М-послідовностей

$$x = (l - 1) / m = (8191 - 1) / 13 = 630. \quad (6)$$

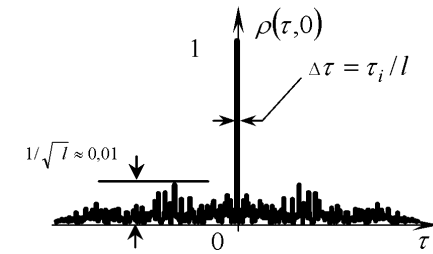


Рисунок 2 – Перетин ФН ФМ сигналу

Нормована функція невизначеності ФМ радіоімпульсу має вигляд [3]

$$r(t, F) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} q_m q_n U_0(s - mt_0) U_0(s - nt_0 - t) e^{j2\pi F s} ds \right| / 2E, \quad (7)$$

де  $q_\mu$  – визначає початкову фазу  $\mu$ -го парціального радіоімпульсу, тобто приймає значення 1 або  $-1$ . Для одного з варіантів М-послідовності на рис. 2. наведений перетин ФР площиною  $F = 0$ . З рис. 2. видно, що ФН має гострий пік, тривалість якого визначається тривалістю парціального імпульсу  $\Delta t = t_i / l = t_0$ . При цьому рівень бокових залишків для кодової послідовності складає  $l = 8191$  складає  $1/\sqrt{l} \approx 0,01$ . Узгоджена фільтрація фазоманіпульованого сигналу з відомою частотою передбачає наявність лише одного частотного каналу.

**Висновки.** Таким чином, порівняльний аналіз систем сигналів на базі фазової та частотної маніпуляції показав, що при створенні систем сигналів для завадозахищених систем ідентифікації перевагу потрібно віддати сигналам з дискретною псевдохаотичною фазовою маніпуляцією.

**Список літератури.** 1. Комплексне інформаційне забезпечення систем управління польотами авіації та протиповітряної оборони // В.В.Ткачев, Ю.Г.Даник, С.А. Жуков, І.І.Обод, І.О. Романенко. – К.: МОУ, 2004. – 342 с. 2. І.І.Обод, А.А.Тюрин, А.В.Ярочая. Сравнительный анализ существующих систем идентификации воздушных объектов // Системы управления, навигации та зв'язку: Збірник наукових праць. – Вип. 2(6). – К.: ЦНДІ НІУ, 2008. – С. 21-25. 3. Обод І.І., Тюрин О.О. Спосіб ідентифікації об'єктів. Патент на корисну модель № 32641 від 26.05.2008. 4. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. 5. Тузов Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1977. – 345 с. 6. Глазов Б.И. Спектры и корреляционные функции частотоманипулированных шумоподобных сигналов // Радиотехника, 1970. – № 9. – С. 55-59. 7. Глазов Б.И., Котенко Л.П., Мерзликин Б.С. Анализ спектральных и корреляционных свойств L-ичных дискретных ЧМ сигналов // Радиотехника, 1979. – № 3. – С. 43-51.

Надійшла до редколегії 01.10.2009